

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-248996

(43)Date of publication of application : 27.09.1996

(51)Int.Cl.

G10L 9/14
G10L 9/18
H03H 17/02

(21)Application number : 07-051174

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

(22)Date of filing : 10.03.1995

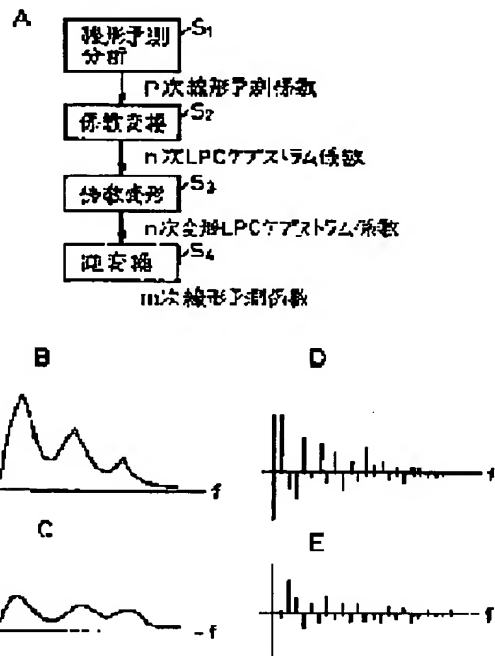
(72)Inventor : MORIYA TAKEHIRO
MANO KAZUNORI
MIKI SATOSHI
OOMURO NAKA
SASAKI SHIGEAKI

(54) FILTER COEFFICIENT DESCISION METHOD FOR DIGITAL FILTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain a high precision masking characteristic without complicating constitution of a hearing-sense weighting filter in CELP coding.

CONSTITUTION: A p -th linear predictive coefficient of an input signal is converted to an n -th LPC cepstrum coefficient c_j (S2), and the c_j is deformed, and an n -th deformed LPC cepstrum coefficient c_j' is obtained (S3). Respective logarithmic power spectra (B, C) of the input signal and a masking function suitable for it are obtained, and they are inverse Foulrier transformed, and the n -th LPC cepstrum coefficients (D, E) are obtained respectively, and the relation of respective corresponding numbered degrees of these both LPC cepstrum coefficients are obtained beforehand, and the deformation in the S3 is performed based on the relation. The deformed coefficient c_j is made the p -th linear predictive coefficient by a method of least squares, and a filter coefficient is obtained. Similarly, it is also applied to a post filter.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

13.11.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-248996

(43) 公開日 平成8年(1996)9月27日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 0 L 9/14			G 1 0 L 9/14	H
	9/18		9/18	J
H 0 3 H 17/02		8842-5 J	H 0 3 H 17/02	E
				L

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願平7-51174	(71) 出願人	000004226 日本電信電話株式会社 東京都新宿区西新宿三丁目19番2号
(22) 出願日	平成7年(1995)3月10日	(72) 発明者	守谷 健弘 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日 本電信電話株式会社内
		(72) 発明者	間野 一則 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日 本電信電話株式会社内
		(72) 発明者	三樹 聡 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日 本電信電話株式会社内
		(74) 代理人	弁理士 草野 卓

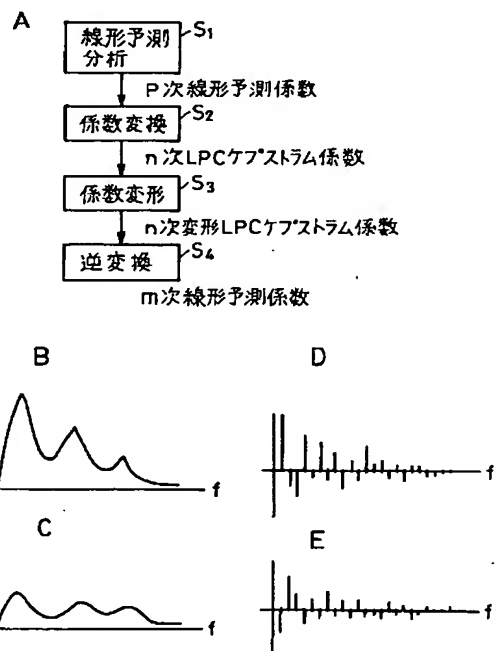
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法

(57) 【要約】

【目的】 CELP符号化における聴覚重み付けフィルタの構成を複雑にすることなく、高精度のマスキング特性が得られるようにする。

【構成】 入力信号のp次線形予測係数をn次のLPCケプストラム係数 c_j に変換し(S_2)、この c_j を変形してn次の変形LPCケプストラム係数 c_j' を得る(S_3)。入力信号とこれに適するマスキング関数の各対数パワースペクトル(図3B、C)を求め、これらを逆フーリエ変換してそれぞれn次のLPCケプストラム係数(図3D、E)を得、これら両LPCケプストラム係数の各対応次数の関係を予め求めておき、この関係に基づいて、 S_3 における変形を行う。この変形係数 c_j を最小自乗法によりp次の線形予測係数としてフィルタ係数を得る。同様にポストフィルタにも適用できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 p 次の線形予測係数によりフィルタ係数が設定される全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、

上記線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する過程と、

上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る過程と、

上記変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換して、これをフィルタ係数とする過程と、

を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項2】 音声や楽音などの入力信号のスペクトル包絡のモデル化を線形予測分析で行い、上記入力信号と符号化符号の合成信号との差信号が最小化するように上記符号化符号を決定する符号化法に用いられ、

上記差信号に対し聴覚特性に応じた重み付けを施す全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、

上記入力信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数を求める予測分析過程と、

上記線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、

上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る変形過程と、

上記変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、

を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項3】 音声や音楽などの入力信号のスペクトル包絡のモデル化を線形予測分析で行い、上記入力信号と符号化符号の合成信号との差信号が最小化するように上記符号化符号を決定する符号化法に用いられ、

上記合成信号の合成と聴覚特性に応じた重み付けとを行うデジタルフィルタの係数決定方法において、

上記入力信号を線形予測分析して p 次の線形予測係数を求める予測分析過程と、

上記線形予測係数を量子化して量子化線形予測係数を作る量子化過程と、

上記線形予測係数及び上記量子化線形予測係数をそれぞれ n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、

上記線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る変形過程と、

上記量子化線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数と上記変形線形予測ケプストラム係数とを加算する過程と、

上記加算された線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、

を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項4】 上記変形過程では、上記入力信号と、これと対応した聴覚特性を考慮したマスキング関数との関係を n 次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行うことであることを特徴とする請求項2又は3記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項5】 上記変形は、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 β_j を乗算して行うことを特徴とする請求項4記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項6】 上記変形は上記対応関係に基づいて、 q 個 (q は2以上の整数) の1以下の正定数 r_k ($k=1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、 $r_k^{j^j}$ 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を求め、これら $r_k^{j^j}$ 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて、加減算して行うことを特徴とする請求項4記載のデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項7】 符号化音声や楽音符号等の入力符号の復号化合成信号に対し、量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を行う全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、

上記入力符号から得られた p 次の線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、

上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラム係数を得る変形過程と、

上記変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、

を有することを特徴とするデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項8】 入力符号中の p 次の線形予測係数を用いて信号を合成すると共に量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を同時に行うデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、

上記 p 次の線形予測係数を n 次の線形予測ケプストラム係数に変換する変換過程と、

上記線形予測ケプストラム係数を変形して n 次の変形線形予測ケプストラムに係数を得る変形過程と、

上記線形予測ケプストラム係数と上記変形線形予測ケプストラム係数とを加算する加算過程と、

上記加算された線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たな m 次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る逆変換過程と、

を有することを特徴とするディジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項9】 上記変形過程は、上記入力符号の復号合成信号と、これと対応した聴覚特性を考慮した強調特性関数との関係を n 次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行うことを特徴とする請求項7又は8記載のディジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項10】 上記変形は上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 β_j を乗算して行うことを特徴とする請求項9記載のディジタルフィルタのフィルタ係数決定方法。

【請求項11】 上記変形は、上記対応関係に基づいて、 q 個 (q は2以上の整数) の1以下の正定数 r_k ($k=1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、 r_k^j 倍した q 個の線形予測ケプストラム係数を求め、これら q 個の r_k^j 倍した線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて加減算して行うことを特徴とする請求項9記載のディジタルフィルタの係数決定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は線形予測係数をフィルタ係数とするディジタルフィルタ、特に音声や楽音のような音響信号の符号化において聴覚特性を考慮した重み付けを行う聴覚重み付けディジタルフィルタや音響信号の符号化符号の復号化合成における量子化雑音を聴覚特性を考慮して抑圧するポストディジタルフィルタなどの音響信号処理用の全極形又は移動平均形ディジタルフィルタのフィルタ係数を決定する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来において音響信号を線形予測符号化により低ビットレートに符号化する方法の典型としてCELP (Code Excited Liner Prediction: 符号励振線形予測) があげられる。この概略処理を図1Aに示す。入力端子11からの入力音声信号は5～10ms程度のフレームごとに線形予測分析手段12で線形予測分析され、 p 次の線形予測係数 α_i ($i=1, 2, \dots, p$) が求められ、この線形予測係数 α_i は量子化手段13で量子化され、この量子化線形予測係数は線形予測合成フィルタ14にフィルタ係数として設定される。合成フィルタ14の励振信号が適応符号帳15に記憶され、適応符号帳15から制御手段16からの入力符号に応じたピッチ周期で励振信号(ベクトル)が切出され、これが繰返されてフレーム長とされ、利得付与手段17で利得が付与され、加算手段18を通じて励振信号として合成フィルタ14へ供給される。減算手段19で入力信号から合成フィルタ14より

の合成信号が差し引かれ、その差信号は聴覚重み付けフィルタ21で聴覚特性のマスキング特性と対応した重み付けがなされ、制御手段16によりこの重み付けされた差信号のエネルギーが最小となるように適応符号帳15の入力符号(つまりピッチ周期)が探索される。

【0003】 その後、制御手段16により雑音符号帳22から雑音ベクトルが順次取出され、利得付与手段23で利得が付与された後、先に選択した適応符号帳15からの励振ベクトルに加算されて励振信号として合成フィルタ14へ供給され、先の場合と同様で聴覚重み付けフィルタ21よりの差信号のエネルギーが最小となる雑音ベクトルが選択される。最後に、これら選択された適応符号帳15及び雑音符号帳22からの各ベクトルに対して、それぞれ利得付与手段17、23で付与する各利得が最適となるように、前述と同様に聴覚重み付けフィルタ21の出力信号のエネルギーが最小となるものを探索して決められる。量子化線形予測係数を示す符号と、適応符号帳15、雑音符号帳22よりそれぞれ選択されたベクトルを示す各符号と、利得付与手段17、23に与えられた各最適利得を示す符号とが符号化出力とされる。図1A中の線形予測合成フィルタ14と聴覚重み付けフィルタ21とを合成して図1Bに示すように聴覚重み付け合成フィルタ24とすることもある。この場合入力端子11からの入力信号を聴覚重み付けフィルタ21を通して差手段19へ供給する。

【0004】 このCELP符号化に対する復号は図2Aに示すように行われる。入力端子31からの入力符号中の線形予測係数符号が逆量子化手段32で逆量子化され、逆量子化線形予測係数は線形予測合成フィルタ33にフィルタ係数として設定される。入力符号中のピッチ符号により適応符号帳34から励振ベクトルが切出され、また雑音符号により雑音符号帳35から雑音ベクトルが選択され、これら符号帳34、35からの各ベクトルは利得付与手段36、37で入力符号中の利得符号に応じてそれぞれ利得が付与された後加算手段38で加算されて合成フィルタ33に励振信号として与えられる。合成フィルタ39より合成信号にポストフィルタ39で、量子化雑音が聴覚特性を考慮して小さくなるように処理されて出力される。合成フィルタ33とポストフィルタ39とを合成して図2Bに示すように聴覚特性を考慮した合成フィルタ41とされることもある。

【0005】 人間の聴覚はある周波数成分が大きいと、その近くの周波数成分の音が聞きにくくなるマスキング特性がある。従って聴覚重み付けフィルタ21で周波数軸上においてパワーが大きな部分の歪みを軽く、小さな部分の歪みを重く重み付け、つまり入力信号の周波数特性とほぼ反対の特性を与えて、再生信号の音が入力信号の音により近いものが得られるようにされている。

【0006】 従来においてはこの聴覚重み付けフィルタの伝達特性は下記の2つに限定されていた。第1の形式

は合成フィルタ14で用いるp次の量子化線形予測係数 α^{\wedge} と1以下の定数(例えば0.7) γ とを用いて

$$f(z) = (1 + \sum \alpha^{\wedge}_i z^{-i}) / (1 + \sum \alpha^{\wedge}_i \gamma^i z^{-i}) \quad (1)$$

Σ は $i=1$ から p まで

この場合、下記(2)に示すように合成フィルタ14の伝達特性 $h(z)$ の分母と $f(z)$ の分子とが等しいため、励振ベクトルを合成フィルタに通し、かつ聴覚重み付け

$$h(z) = 1 / (1 + \sum \alpha^{\wedge}_i z^{-i}) \quad (2)$$

$$p(z) = 1 / (1 + \sum \alpha^{\wedge}_i \gamma^i z^{-i}) \quad (3)$$

Σ は $i=1$ から p まで

聴覚重み付けフィルタの第2の形式は入力信号から求めたp次の線形予測係数(量子化していない) α と、二つ

$$f(z) = (1 + \sum \alpha_i \gamma_1^i z^{-i}) / (1 + \sum \alpha_i \gamma_2^i z^{-i}) \quad (4)$$

Σ は $i=1$ から p まで

この場合、聴覚重み付けフィルタの特性は量子化線形予測係数 α^{\wedge} を用いる合成フィルタの特性とは前記相殺ができないため、演算量はかかるが、より高度な聴覚制御が可能となる。

$$f(z) = (1 - \mu z^{-1}) (1 + \sum \alpha^{\wedge}_i \gamma_3^i z^{-i}) / (1 + \sum \alpha^{\wedge}_i \gamma_4^i z^{-i}) \quad (5)$$

Σ は $i=1$ から p まで

α^{\wedge} は逆量子化されたp次の線形予測係数、 μ はスペクトルの傾斜を補正する定数で例えば0.4、 γ_3 、 γ_4 はスペクトルの山を強調するための1以下の正定数で例えば0.5と0.8である。線形予測係数 α^{\wedge} はCELP符号のように入力符号中にこれを示す符号が存在する場合はそれを用い、入力符号中にその符号がない符号化方式の復号の場合は合成フィルタよりの合成信号を線形予測分析して求める。

【0010】図1、図2中の各フィルタは通常はデジタルフィルタとして構成される。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】上述したように聴覚重み付けフィルタにおいてはその特性を制御するパラメータは γ の1個又は γ_1 、 γ_2 の2個のみであり、入力信号の特性により適した高精度の聴覚重み付け特性とすることはできなかった。CELP符号化の場合は、励振ベクトルごとに聴覚重み付けフィルタを通す必要があり、より複雑な特性を実現する構成とすると、演算量が著しく増大するため、実際には適用困難である。

【0012】ポストフィルタにおいてもその特性を制御できるパラメータは μ 、 γ_3 、 γ_4 の3個であり、高精度で聴覚特性を反映させることはできなかった。また一般に線形予測係数をフィルタ係数とするデジタルフィルタにおいて、比較的簡単な構成で伝達特性をきめこまかに制御することはできなかった。

【0013】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明によればp次の線形予測係数によりフィルタ係数が設定される全極形又は移動平均形デジタルフィルタにおいて、上記

(1)式で表せるものである。

フィルタに通すことは前記分子と分母とが相殺され下記

(3)式の特性 $p(z)$ のフィルタに励振ベクトルを通せばよく、演算が簡単になる。

【0007】

の1以下の定数 γ_1 、 γ_2 (例えば0.9と0.4)とを用いて下記(4)式のように表せる。

【0008】

【0009】ポストフィルタ39はホルマント強調、高域強調を行って量子化雑音を低減するものであり、従来用いられているこのフィルタの伝達特性 $f(z)$ は次式で与えられるものであった。

線形予測係数をn次の線形予測ケプストラム係数(以下LPCケプストラム係数と記す)に変換し、そのLPCケプストラム係数を変形してn次の変形LPCケプストラム係数とし、この変形LPCケプストラム係数と最小自乗法により新たなm次の線形予測係数に変換して、フィルタ係数とする。ここでmはpと等しくても多少異なっているてもよい。つまりpより大として近似精度を高くしたり、pより小として演算量を減少するようにしてもよい。

【0014】請求項2の発明によれば音響入力信号と合成信号との差信号が最小になるように符号化符号を決定する符号化法に用いられ、差信号に対して聴覚特性に応じた重み付けを施す全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、入力信号を線形予測分析してp次の線形予測係数を求め、その線形予測係数をn次の線形予測ケプストラム係数に変換し、その線形予測ケプストラム係数を変形過程で変形してn次の変形線形予測ケプストラム係数を得て、その変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たなm次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0015】請求項3の発明では音声や音楽などの入力信号のスペクトル包絡のモデル化を線形予測分析で行い、上記入力信号と符号化符号の合成信号との差信号が最小化するように上記符号化符号を決定する符号化法に用いられ、上記合成信号の合成と聴覚特性に応じた重み付けとを行うデジタルフィルタの係数決定方法において、上記入力信号を線形予測分析してp次の線形予測係数を求めその線形予測係数を量子化して量子化線形予測係数を作り、これら線形予測係数及び量子化線形予測係数をそれぞれn次の線形予測ケプストラム係数に変換

し、その線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数を変形過程で変形してn次の変形線形予測ケプストラム係数を得、上記量子化線形予測係数の変換線形予測ケプストラム係数と上記変形線形予測ケプストラム係数とを加算し、この加算された線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たなm次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0016】請求項4の発明では請求項2又は3の方法において、上記変形過程では、上記入力信号と、これと対応した聴覚特性を考慮したマスキング関数との関係をn次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行う。請求項5の発明では請求項4の発明において上記変形は、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 β_j を乗算して行う。

【0017】請求項6の発明では請求項4の発明において上記変形は上記対応関係に基づいて、q個 (q は2以上の整数) の1以下の正定数 r_k ($k=1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、 r_k^j 倍したq個の線形予測ケプストラム係数を求め、これら r_k^j 倍したq個の線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて、加減算して行う。

【0018】請求項7の発明によれば符号化音声や楽音符号等の入力符号の復号化合成信号に対し、量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を行う全極形又は移動平均形デジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、上記入力符号から得られたp次の線形予測係数をn次の線形予測ケプストラム係数に変換し、その線形予測ケプストラム係数を変換過程で変形してn次の変形線形予測ケプストラム係数を得、その変形線形予測ケプストラム係数を最小自乗法により新たなm次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0019】請求項8の発明によれば入力符号中のp次の線形予測係数を用いて信号を合成すると共に量子化雑音を聴覚的に抑圧する処理を同時に行うデジタルフィルタのフィルタ係数決定方法において、上記p次の線形予測係数をn次の線形予測ケプストラム係数に変換し、

$$\begin{aligned} c_j &= -\alpha_j & : j=1 \\ c_j &= -\sum (1 - (k/j)) \alpha_k c_{j-k} & : 1 < j \leq p \end{aligned} \quad (6)$$

Σ は $k=1$ から j まで

$c_j = -\sum (1 - (k/j)) \alpha_k c_{j-k} & : p \leq n$
次にLPCケプストラム係数 c_j を変形して聴覚重み付けフィルタに適するようにする (S_3)。例えば入力信号の対数パワースペクトル特性が図3Bに示すものとして得られ、この特性に好ましいマスキング関数の対数パワースペクトル特性が図3Cに示すものとして得られる場合、これら入力信号、マスキング関数の各対数パワースペクトル特性をそれぞれ逆フーリエ変換してn次のL

その線形予測ケプストラム係数を変形過程で変形してn次の変形線形予測ケプストラム係数を得、その変形線形予測ケプストラム係数と上記線形予測ケプストラム係数とを加算し、その加算された線形予測ケプストラム係数と最小自乗法により新たなm次の線形予測係数に変換してフィルタ係数を得る。

【0020】請求項9の発明は請求項7又は8の発明において上記変形過程は、上記入力符号の復号化合成信号と、これと対応した聴覚特性を考慮した強調特性関数との関係をn次の線形予測ケプストラム係数上で求め、この対応関係に基づいて上記線形予測ケプストラム係数の変形を行う。請求項10の発明では請求項9の発明において上記変形は上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、上記対応関係に基づいた定数 β_j を乗算して行う。

【0021】請求項11の発明では請求項9の発明において、上記変形は、上記対応関係に基づいて、q個 (q は2以上の整数) の1以下の正定数 r_k ($k=1, \dots, q$) を決定し、上記線形予測ケプストラム係数 c_j ($j=1, 2, \dots, n$) に対し、 r_k^j 倍したq個の線形予測ケプストラム係数を求め、これらq個の r_k^j 倍した線形予測ケプストラム係数を、上記対応関係に基づいて加減算して行う。

【0022】

【実施例】図3Aに請求項2の発明の実施例における処理手順を示す。この実施例は図1Aに示した符号化方式における全極形の聴覚重み付けフィルタ21のフィルタ係数の決定にこの発明を適用した場合である。まず入力信号を線形予測分析してp次の線形予測係数 α_j ($j=1, 2, \dots, p$) を求める (S_1)。この線形予測係数 α_j は図1A中の線形予測分析手段12で得られたものを用いることができる。次にこの線形予測係数 α_k からn次LPCケプストラム係数 c_n を求める (S_2)。この計算手順は下記(6)式で示す漸化式が知られている。通常pは10から20程度とするが打ち切り誤差を小さくするためにLPCケプストラムの次数nはpの2倍から3倍必要である。

【0023】

LPCケプストラム係数を求め、例えば図3D、Cにそれぞれ示すLPCケプストラム係数が得られ、これら両n次のLPCケプストラム係数の各対応次数の比を例えばとって、入力信号とそのマスキング関数との対応関係を求め、この対応関係に基づいて前記LPCケプストラム係数 c_j に対する変形を行ってn次の変形LPCケプストラム係数 c_j' を得る。前記対応関係は予め調べておけばよい。前記変形としては、例えば前記 β_j ($j=1, \dots, n$) をLPCケプストラム係数の対応するもの

に乘算して変形LPCケプストラム係数 $c_j' = c_j \beta_j$ を求める。

【0024】次にこの変形LPCケプストラム係数 c_j' を新たなm次の線形予測係数に変換する

(S₄)。この変換はLPCケプストラム係数と線形予測係数の上記の関係を逆に使えばよいが、変形LPCケプストラム係数の個数nは線形予測係数 α の個数mよりはるかに多いので、すべての変形LPCケプストラム係数の拘束をみだす線形予測係数は一般に存在しない。そ

$$A^T = [\alpha_1', \dots, \alpha_p'] \quad (7)$$

$$C^T = [c_1', \dots, c_n'] \quad (8)$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \frac{1}{2}c_1' & 1 & \dots & 0 \\ \frac{2}{3}c_2' & \frac{1}{3}c_1' & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(p-1)}{p}c_{p-1}' & \frac{(p-2)}{p}c_{p-2}' & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(n-1)}{n}c_{n-1}' & \frac{(n-2)}{n}c_{n-2}' & \dots & \frac{(n-p)}{n}c_{n-p}' \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$E^T = [e_1', \dots, e_n'] \quad (10)$$

$$E = DA + C \quad (11)$$

以上の関係で、変形LPCケプストラム係数の回帰誤差エネルギー $d = E^T E$ を最小化するために以下の正規方程

$$D^T D A = -D^T C$$

このようにして得られた新たなm次の線形予測係数 α_j' を全極形の聴覚重み付けフィルタ21にフィルタ係数として用いる。

【0026】このようにn次のLPCケプストラム係数 c_j に対して前記対応関係に応じた変形がなされ、前記のように β_j を乗算する場合は、LPCケプストラム係数 c_j のn個のすべての要素に対し、互いに異なる変形を与えることもでき、その変形されたLPCケプストラム係数 c_j' がp次の線形予測係数 α_j' に戻され、その α_j' の各要素は前記n次の変形LPCケプストラム係数 c_j' の各要素が反映されたものであるから、この新たな線形予測係数 α_j' に対し、従来よりも自由に精密な変形をすることが可能である。なお従来の方法は第

こで、上記の関係を回帰式とみなして変形LPCケプストラム係数 c_j' の回帰誤差 e_j の自乗を最小化するように線形予測係数を求める。この場合、求まった線形予測係数の安定性は保障されないため、例えばPARCOR係数に変換するなどの安定性チェックが必要である。この新たな線形予測係数 α_j' と変形LPCケプストラム c_j' との関係を以下のように行列で表す。

【0025】

【数1】

式を解けばよい。

(12)

1形式ではi次のLPCケプストラム係数 c_i を単に r_i^i 倍するだけであり、これはLPCケプストラム係数を周波数軸上で単調に減衰させるに過ぎない、第2形式ではi次のLPCケプストラム係数 c_i を $(-r_1^i + r_2^i)$ 倍するに過ぎないことである。これと比較してこの発明はLPCケプストラム係数の各要素に各別の変形をすることができ、従来よりも自由度はるかに高く、例えばLPCケプストラム係数を周波数軸上に単調に減衰させながら、その途中で小さい山や小さいくぼみをもたせるなどこまかな制御をすることができる。先に述べたように新たな線形予測係数 α' の次数mはpと等しくても等しくなくてもよく、pより大とすることによって合成フィルタ特性の近似精度を高め、あるいはpより小

として演算量を減少させてもよい。

【0027】図1Bに示した線形予測合成フィルタと聴覚重み付けフィルタとを総合した一つの全極形フィルタ24のフィルタ係数の決定を請求項3の発明を適用した処理過程を図4に示す。合成フィルタは復号器でも使われるので線形予測係数は図1A中の量子化手段13で量子化されたものが用いられ、つまり、線形予測係数 α_j は量子化され、量子化線形予測係数 α_j^* とされる(S_5)。合成フィルタのフィルタ係数の時間的更新もその線形予測係数の符号送出の周期と一致させる必要がある。これに対し聴覚重み付けフィルタのフィルタ係数は量子化の必要はなく、またフィルタ係数の時間的更新も自由である。いずれの線形予測係数もn次LPCケプストラム係数に変換する。つまり線形予測係数 α_j はn次のLPCケプストラム係数 c_j に変換され(S_2)、量子化線形予測係数 α_j^* もn次のLPCケプストラム係数に変換される(S_6)。聴覚重み付け用線形予測係数 α_j は図3Aと同様なマスキング特性などで変形され(S_3)、その変形LPCケプストラム係数 c_j' を量子化線形予測係数の変形LPCケプストラム係数として一つのLPCケプストラム係数に統合される(S_7)。時間領域でフィルタを縦続接続する場合は、対応するLPCケプストラム係数を対応次数毎に加えることに相当することから、2つの系統のLPCケプストラム係数を対応次数毎に加算すれば統合が実現できる。

【0028】最後に図3Aの実施例と同じように全極形の合成フィルタのp次の線形予測係数に変換する(S_4)。この際、LPCケプストラム係数の極性をすべて反転して変換すると移動平均形のフィルタ係数(FIRフィルタの係数=インパルス応答系列)が得られる。通常同じ特性を近似するには全極形フィルタのほうが次数が少なく済むが、安定性を保障するために移動平均形の法が便利な場合もある。

【0029】次に請求項5の発明によるLPCケプストラム係数の変形方法の実施例を図5Aに示す。この例では前記入力信号とマスキング関数との対応関係に基づいてq個(qは2以上の整数)の1以下の正定数 r_k ($k=1, 2, \dots, q$)を定め、その定数 r_k 毎にLPCケプストラム係数 c_j の変形を行なう。例えばLPCケプストラム係数 c_j の各次数(要素)をそれぞれ r_k^i 倍して、図5Bに示すq個の変形LPCケプストラム係数 c_j^{*q} を作り、これらのq個の変形LPCケプストラム係数 c_j^{*q} を対応次数ごとに前記対応関係に基づき加算または減算し、図5Cに示すように統合した変形LPCケプストラム係数 c_j' を作成する。最後にこれまでの実施例と同様にLPCケプストラム係数 c_j' をm次の線形予測係数に変換する(S_4)。

【0030】i次のLPCケプストラム係数に定数 r のi乗をかけることは、つまり $r_k^i c_j$ とすることは時間領域の多項式のzのかわりに z/r を代入することに

等しく、その操作の組合わせでは合成フィルタの安定性が保たれることが特徴である。ただし、この発明ではLPCケプストラム係数を有限で打ち切ることや、最小自乗法で線形予測係数を求めるため、最終的な安定性のチェックは必要である。

【0031】次に請求項7の発明の実施例を図6Aを参照して説明する。まず入力符号から線形予測係数を取得する(S_{10})。つまり図2に示した復号化方式のように入力符号中に量子化線形予測係数を示す符号が含まれている場合はその符号を逆量子化してp次の線形予測係数 α_j を得る。入力符号中に量子化線形予測係数を示す符号が含まれていない場合は、復号合成信号を線形予測分析してp次の線形予測係数を得る。

【0032】次にこの線形予測係数 α_j をn次のLPCケプストラム係数 c_j に変換する(S_{11})。この変換は図3Aのステップ S_2 と同様に行えばよい。このLPCケプストラム係数 c_j を変形してn次の変形LPCケプストラム係数 c_j' を得る(S_{12})。この場合も例えば図3B~Eを参照しての説明と同様の手法で行われる。即ち復号合成信号の対数パワースペクトルに対し、その量子化雑音を抑圧するに適したホルマント強調、高域強調などを行う強調関数の対数パワースペクトルを求め、これら両対応スペクトルをそれぞれ逆フーリエ変換して、n次のLPCケプストラム係数を得、両n次LPCケプストラム係数の対応次数(要素)の例えば比を求め、対応関係を得る。この対応関係に基づき例えば前記比 β_j ($j=1, 2, \dots, n$)をLPCケプストラム係数 c_j の対応次数に乗算して変形LPCケプストラム係数 $c_j' = \beta_j c_j$ を得る。

【0033】このようにして得られた変形LPCケプストラム係数 c_j' はm次の線形予測係数 α_j' に逆変換されて全極形のポストフィルタ39のフィルタ係数を得る(S_{13})。この逆変換は図3Aの逆変換ステップ S_4 と同様の手法で行う。このようにこの発明ではLPCケプストラム係数 c_j に変換してそれらの各次数(要素)に対して独立した変形を行うことができ、従来よりも自由度が大となり、より高精度に目的とする強調関数に近づけることが可能となる。

【0034】図2B中の合成フィルタとポストフィルタとを統合したフィルタ41のフィルタ係数の決定方法の実施例、つまり請求項8の発明の実施例を図6Bに示す。この場合図6Aと同様にp次の線形予測係数 α_j を取得し(S_{10})、それをn次のLPCケプストラム係数に変換(S_{11})、そのLPCケプストラム係数 c_j を変形してn次の変形LPCケプストラム係数 c_j' とする(S_{12})。この変形LPCケプストラム係数 c_j' と、その変形前のLPCケプストラム係数 c_j とを対応次数ごとに加算して統合したn次の変形LPCケプストラム係数 c_j を得(S_{14})、これをm次の線形予測係数 α_j' に逆変換する(S_{13})。図4の実施例中で説明し

たと同様に、逆変換の際に (S_{13})、変形LPCケプストラム係数の極性のすべてを反転して変換することにより移動平均形のフィルタ係数を得てもよい。

【0035】更に図6中の係数変形ステップ (S_{12}) において、図5A中の係数変形ステップ (S_3) と同様にすることもできる (請求項11)。即ち図7に示すように、前記復号合成信号と強調関数との対応関係に応じて q 個の1以下の正定数 r_k ($k=1, \dots, q$) を定め、LPCケプストラム係数 c_j にそれぞれ r_k^j 倍したものの $r_1^j c_j, r_2^j c_j, \dots, r_q^j c_j$ を得、これらに対応次数 (要素) ごとに、前記対応関係に基づいて加減算して、統合した変形LPCケプストラム係数 c_j' を得る。

【0036】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば一旦、LPCケプストラム係数に変換した状態で、その各係数 (要素) に対し、マスキング関数や強調関数に応じた変形を独立に行うことができ、従って従来よりも自由度がずっと多く、マスキング関数や強調関数をより高精度に合わせることができ、しかもこの変形された状態を反映して p 次の線形予測係数に逆変換してフィルタ係数を得ているため、フィルタの次数は従来と同一で済み、構成が複雑にならず、演算量もフィルタ自体については従来と同一であり、このことはCELP方式の符号化のように多数の励振ベクトルをフィルタに通す場合に非常に有効である。

【0037】上述の説明から理解されるように一般に、線形予測係数をフィルタ係数とする全極形又は移動平均

形のデジタルフィルタにおいて、前述したようにLPCケプストラム係数に変換して変形、その後、線形予測係数に戻すことにより、フィルタ次数を増加することなく、フィルタの伝達特性を種々に制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】CELP方式の符号化法を示すブロック図。

【図2】CELP方式の符号化の復号方法を示すブロック図。

【図3】Aは請求項2の発明の実施例の処理手順を示す図、Bは入力信号の対数パワースペクトルの例を示す図、Cはその入力信号に適したマスキング関数の対数パワースペクトルの例を示す図、D及びEはそれぞれB及びCのパワースペクトルの変換したLPCケプストラム係数の例を示す図である。

【図4】請求項3の発明の実施例の処理手順を示す図。

【図5】Aは請求項6の発明の実施例の処理手順を示す図、BはそのLPCケプストラム係数 c_j に定数 r_1^j, \dots, r_q^j をそれぞれ乗算した変形LPCケプストラム係数 c^{j1}, \dots, c^{jq} を示す図、Cはこれらを統合した変形LPCケプストラム係数の各要素を示す図である。

【図6】Aは請求項7の発明の実施例の処理手順を示す図、Bは請求項8の発明の実施例の処理手順を示す図である。

【図7】請求項11の発明の実施例の処理手順を示す図。

【図1】

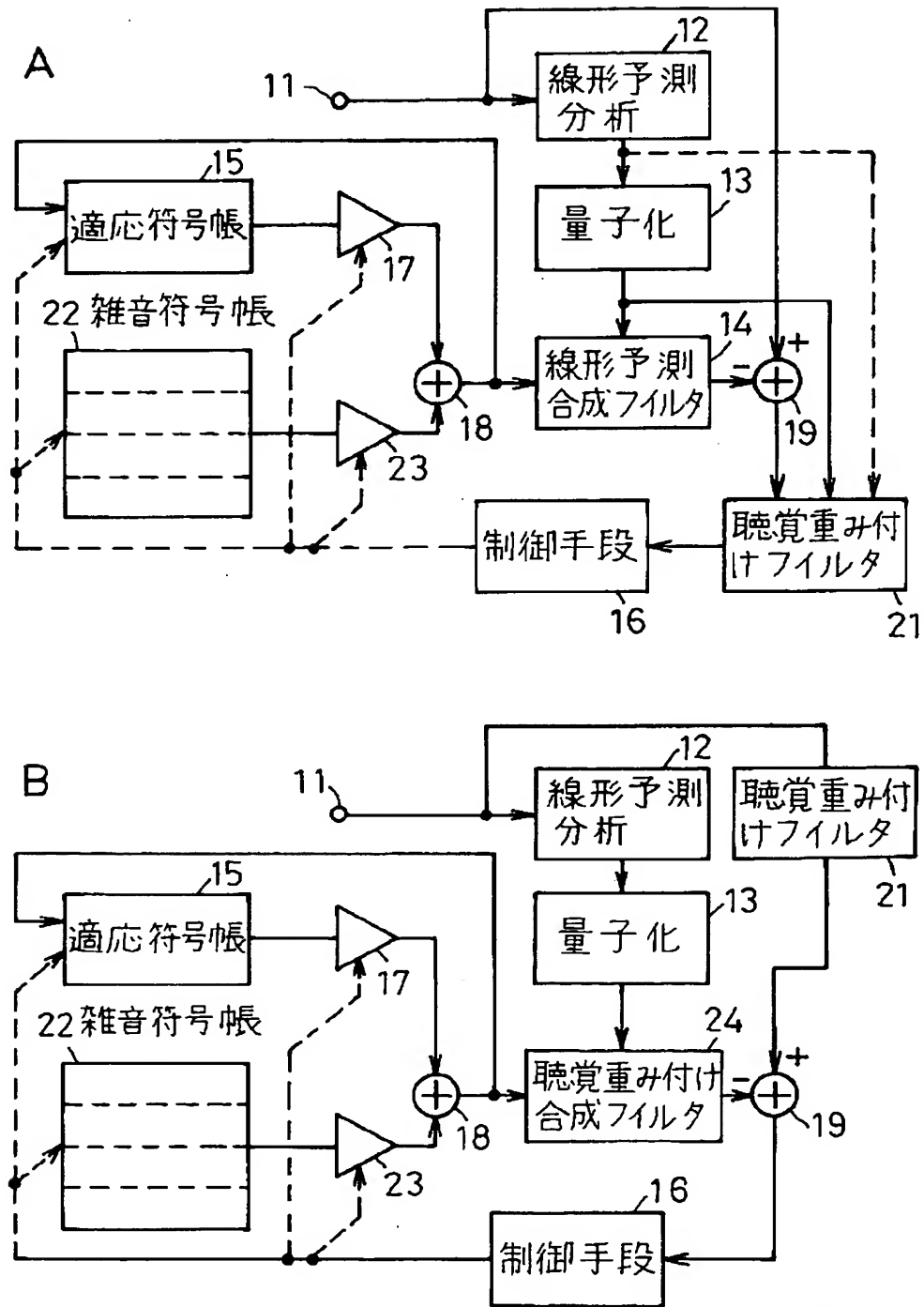


図 1

【図2】

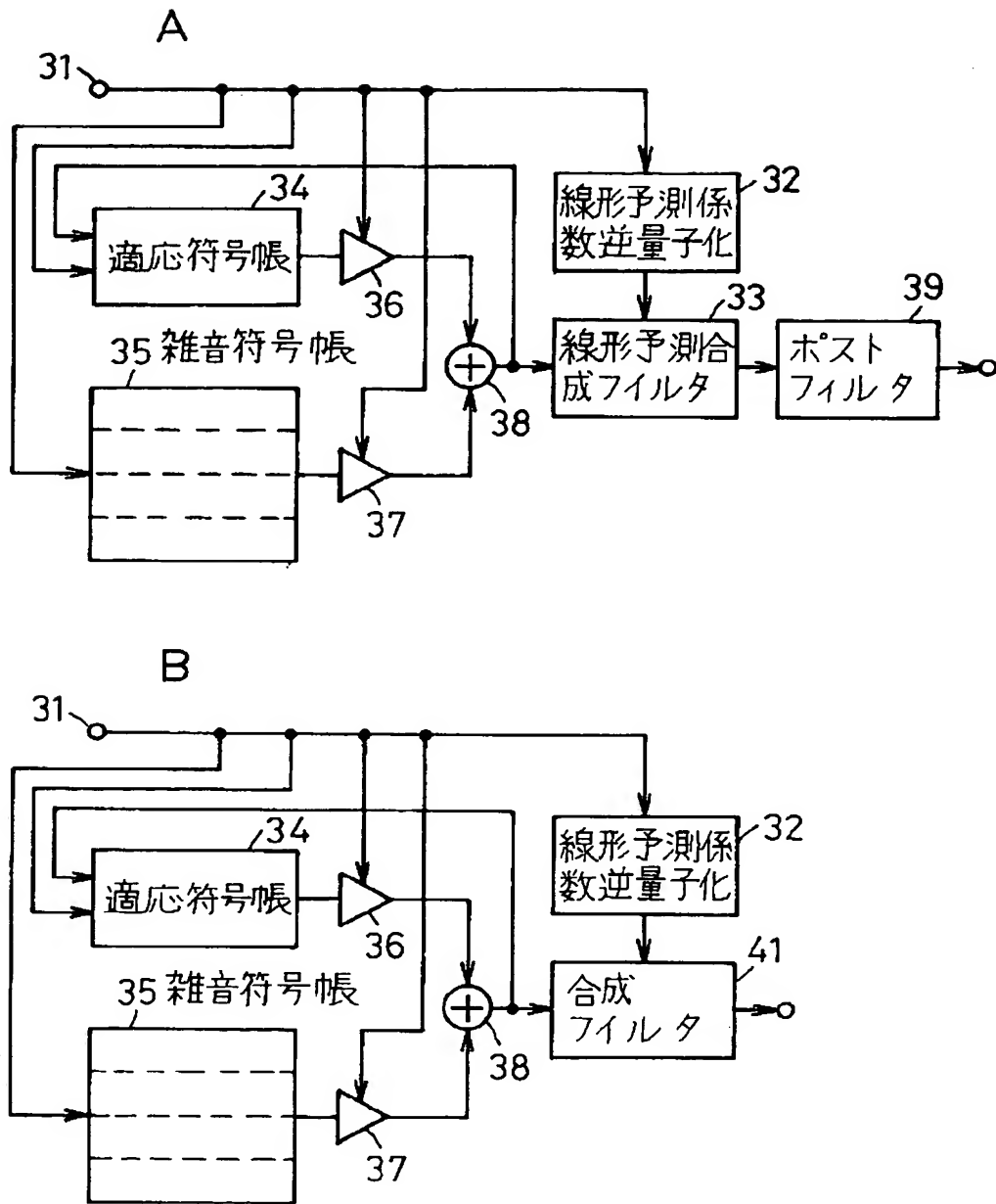


図 2

【図3】

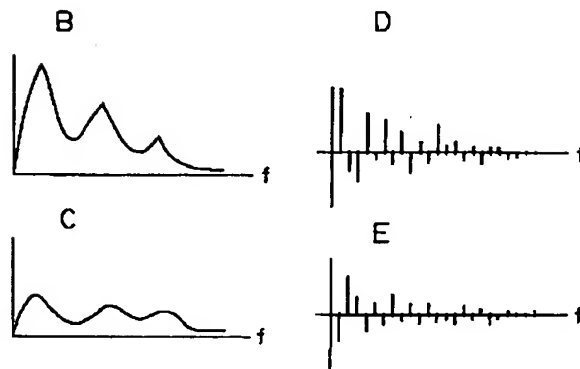
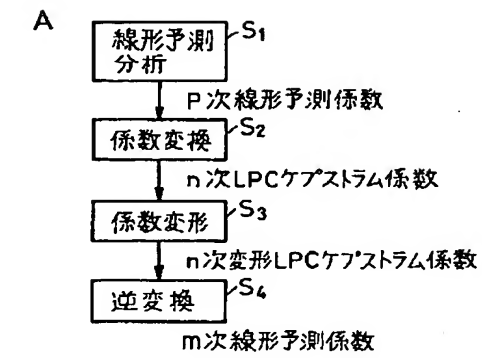


図 3

【図4】

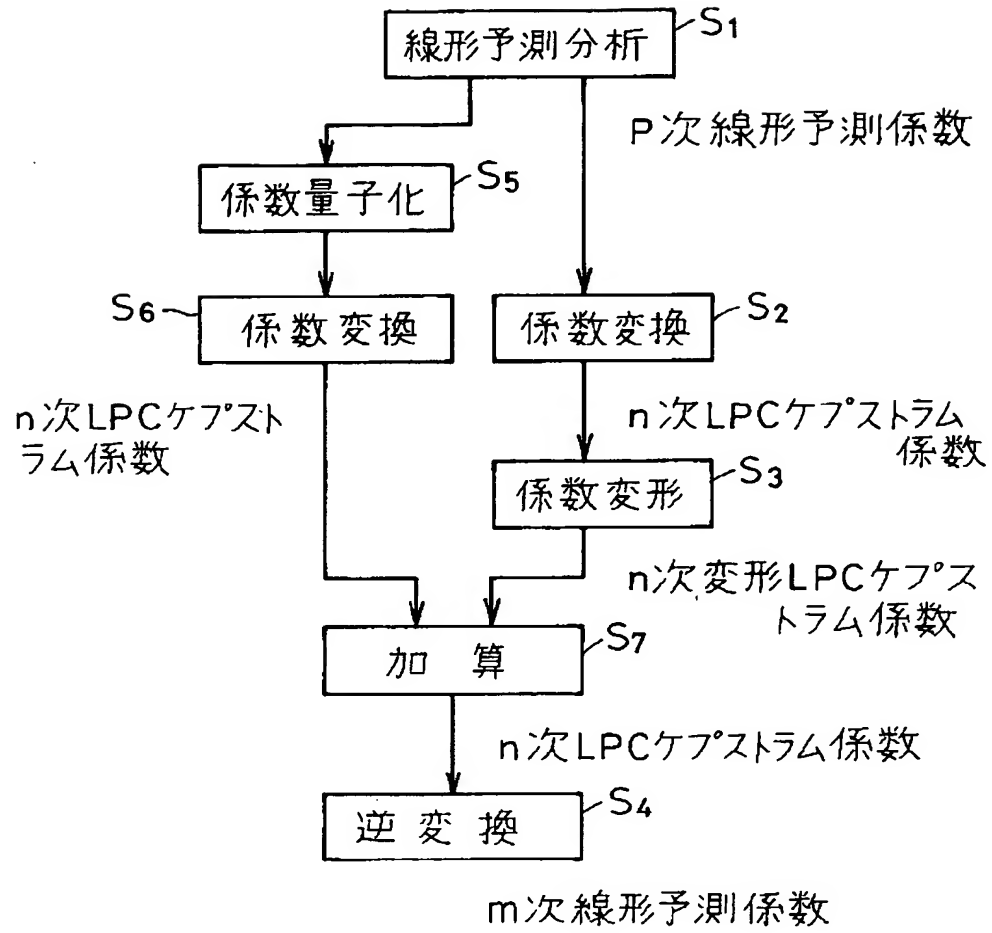
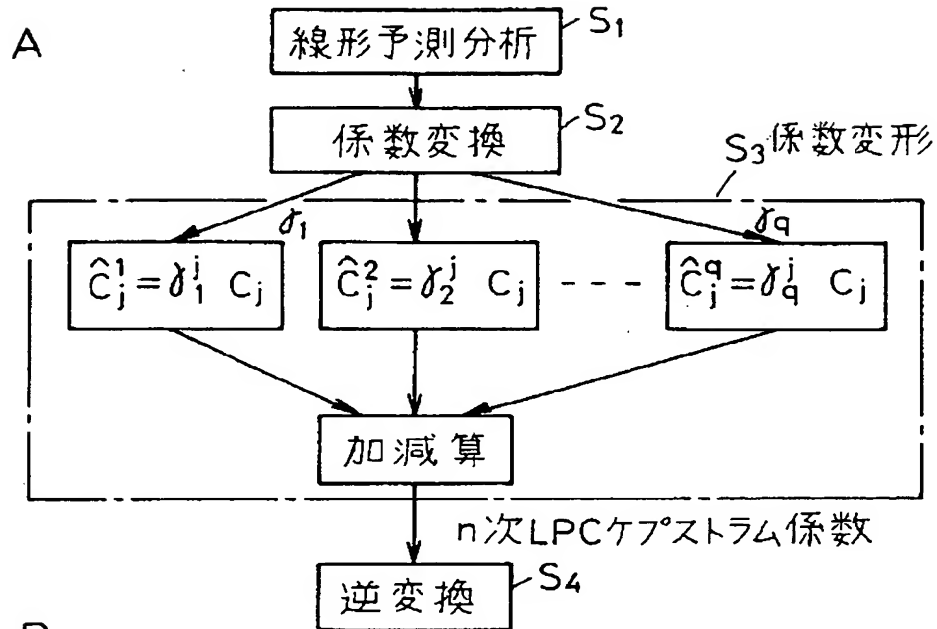


図 4

【図5】



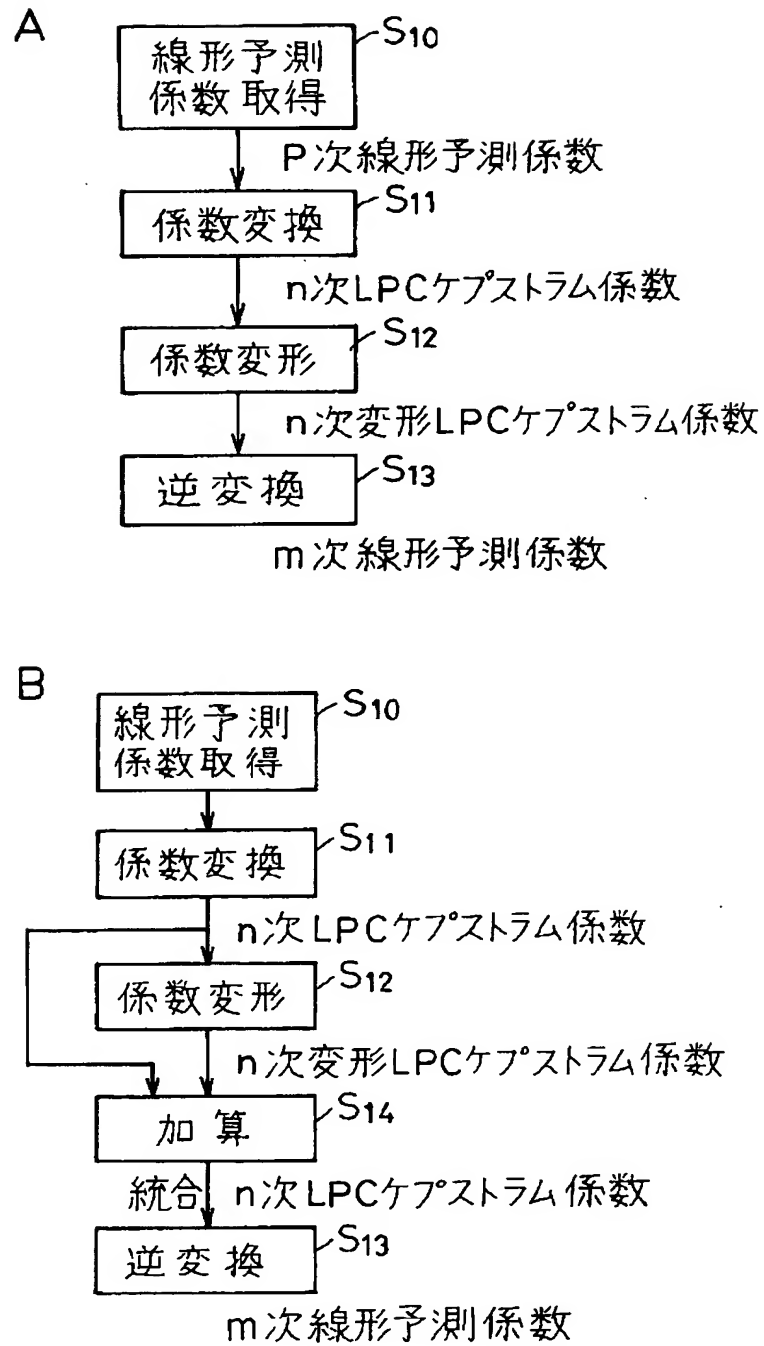
B

$$\begin{aligned}\hat{C}^1 &= (\delta_1^1 C_1, \delta_1^2 C_2, \dots, \delta_1^n C_n) \\ \hat{C}^2 &= (\delta_2^1 C_1, \delta_2^2 C_2, \dots, \delta_2^n C_n) \\ &\vdots \\ \hat{C}^q &= (\delta_q^1 C_1, \delta_q^2 C_2, \dots, \delta_q^n C_n)\end{aligned}$$

C

$$\begin{aligned}\hat{C}_1 &= \delta_1^1 C_1 + \delta_2^1 C_2 - \dots + \delta_q^1 C_q \\ \hat{C}_2 &= \delta_1^2 C_2 + \delta_2^2 C_2 - \dots + \delta_q^2 C_q \\ &\vdots \\ \hat{C}_n &= \delta_1^n C_n + \delta_2^n C_n - \dots + \delta_q^n C_n\end{aligned}$$

【図6】



【図7】

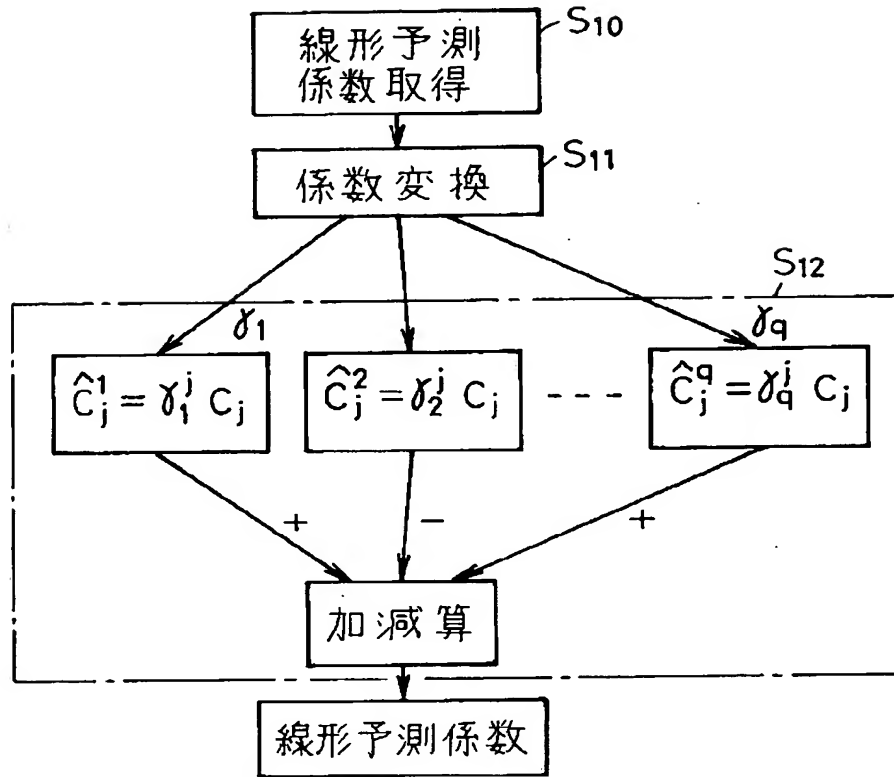


図 7

フロントページの続き

(72)発明者 大室 伸
東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日
本電信電話株式会社内

(72)発明者 佐々木 茂明
東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日
本電信電話株式会社内